

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): Koichi Tamura

Docket: 13392

Serial No.: Unassigned

Dated: February 23, 2000

Filed: Herewith

For: DEMODULATION AND MODULATION  
CIRCUIT AND DEMODULATION AND  
MODULATION METHODAssistant Commissioner for Patents  
Washington, DC 20231JC690 U.S. PTO  
09/510861  
02/23/00CLAIM OF PRIORITY

Sir:

Applicant(s) in the above-identified application hereby claim(s) the right of priority in connection with Title 35 U.S.C. §119 and in support thereof, herewith submit(s) a certified copy of Japanese Patent Application No. 11/045636 dated February 24, 1999.

Respectfully submitted,

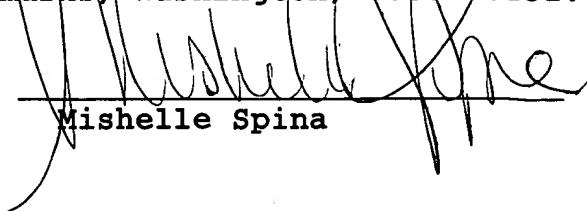
  
Paul J. Esatto, Jr.  
Registration No. 30,749

Scully, Scott, Murphy & Presser  
400 Garden City Plaza  
Garden City, NY 11530  
(516) 742-4343

CERTIFICATE OF MAILING BY "EXPRESS MAIL"

"Express Mail" Mailing Label Number: EL089369806US  
Date of Deposit: February 23, 2000

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service "Express Mail Post Office to Addressee" service under 37 C.F.R. §1.10 on the date indicated above and is addressed to the Assistant Commissioner of Patents and Trademarks, Washington, D.C. 20231.

Dated: February 23, 2000  
Michelle Spina

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

日本国特許庁

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

JCC690 U.S. PRO  
09/540861  
02/23/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日

Date of Application:

1999年 2月24日

出願番号

Application Number:

平成11年特許願第045636号

出願人

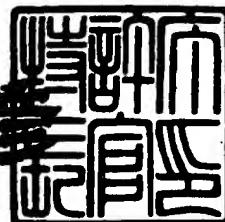
Applicant(s):

日本電気株式会社

1999年 9月24日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

近藤 隆



出証番号 出証特平11-3064821

【書類名】 特許願  
【整理番号】 53209076  
【提出日】 平成11年 2月24日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H04J 11/00  
【発明者】  
【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内  
【氏名】 田村 浩一  
【特許出願人】  
【識別番号】 000004237  
【氏名又は名称】 日本電気株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100088812  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 ▲柳▼川 信  
【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 030982  
【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調及び変調回路並びに復調及び変調方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 ディジタル伝送信号を復調する復調回路であって、

前記ディジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記ディジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA／D変換するA／D変換手段と、このA／D変換手段でディジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記ディジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる位相シフト手段を含むことを特徴とする復調回路。

【請求項2】 前記ディジタル伝送信号は直交変調信号であり、前記ディジタル伝送信号を直交復調する直交復調手段を含み、前記A／D変換手段は前記直交復調手段で復調された位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号の各々をA／D変換する2つのA／D変換器と、この2つのA／D変換器でA／D変換されたディジタル信号の符号を判定する符号判定部とを含み、前記位相シフト手段は前記符号判定部で符号判定された前記既知信号を送信時の前記既知信号と比較する比較部と、この比較部での比較結果に基づき前記ベースバンド信号の位相をシフトさせる位相シフト器とを含むことを特徴とする請求項1記載の復調回路。

【請求項3】 前記ディジタル伝送信号は直交変調信号であり、前記ディジタル伝送信号を直交復調する直交復調手段を含み、前記A／D変換手段は前記直交復調手段で復調された位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号の各々をA／D変換する2つのA／D変換器と、この2つのA／D変換器でA／D変換されたディジタル信号の符号を判定する符号判定部とを含み、前記位相シフト手段は前記符号判定部で符号判定されたディジタル信号をシリアルデータに変換するP／S変換器と、このP／S変換器でシリアルデータに変換された前記既知信号を送信時の前記既知信号と比較する比較部と、この比較部での比較結果に基づき前記ベースバンド信号の位相をシフトさせる位相シフト器とを含むことを特徴とする請求項1記載の復調回路。

【請求項4】 前記P/S変換器でシリアルデータに変換された信号から前記既知信号を除去して情報データを得る受信データ処理部をさらに含むことを特徴とする請求項3記載の復調回路。

【請求項5】 前記位相シフト器は前記比較部での比較結果に基づき前記デジタル伝送信号の位相をシフトさせることを特徴とする請求項2乃至4いずれかに記載の復調回路。

【請求項6】 前記位相シフト手段は異なる位相シフト量をN（Nは2以上の整数）回出力し、各々の位相シフト量に対するN回の前記既知信号の比較結果に基づきシフトすべき位相量を検出することを特徴とする請求項1乃至5いずれかに記載の復調回路。

【請求項7】 前記位相シフト手段は送信時の前記既知信号と前記A/D変換手段でディジタル変換後の前記既知信号との相関値が最も高くなる位相に位相シフトすることを特徴とする請求項6記載の復調回路。

【請求項8】 前記位相シフト手段は前記N回の比較結果よりシフトすべき位相量を検出するという処理をM（Mは正の整数）回繰り返し、そのM回の最適位相シフト量の平均値を最終的な最適位相シフト量とすることを特徴とする請求項6又は7記載の復調回路。

【請求項9】 前記デジタル伝送信号は情報データと前記既知信号とが時間多重された信号であることを特徴とする請求項1乃至8いずれかに記載の復調回路。

【請求項10】 前記デジタル伝送信号は位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号のうちの一方に情報データが、他方に前記既知信号が割り当てられた信号であることを特徴とする請求項1乃至8いずれかに記載の復調回路。

【請求項11】 デジタル信号を変調する変調回路であって、前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する既知信号挿入手段と、この既知信号挿入後のデジタル信号を変調する変調手段とを含むことを特徴とする変調回路。

【請求項12】 前記変調手段は直交変調器であることを特徴とする請求項

11記載の変調回路。

【請求項13】既知信号挿入手段は前記デジタル信号に前記既知信号を時間多重により挿入することを特徴とする請求項11又は12記載の変調回路。

【請求項14】既知信号挿入手段は位相が相互に90度異なるよう変調される2つのデジタル信号のうちの一方に情報データを割り当て、他方に前記既知信号を割り当てるなどを特徴とする請求項11又は12記載の変調回路。

【請求項15】デジタル伝送信号を復調する復調方法であって、

前記デジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記デジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA/D変換する第1ステップと、この第1ステップでデジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記デジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる第2ステップとを含むことを特徴とする復調方法。

【請求項16】前記デジタル伝送信号は直交変調信号であり、前記デジタル伝送信号を直交復調する第3ステップを含み、前記第1ステップは前記第3ステップで復調された位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号の各々をA/D変換し、そのA/D変換されたデジタル信号の符号を判定する第11ステップを含み、前記第2ステップは前記符号判定された前記既知信号を送信時の前記既知信号と比較する第21ステップと、この第21ステップでの比較結果に基づき前記ベースバンド信号の位相をシフトさせる第22ステップを含むことを特徴とする請求項15記載の復調方法。

【請求項17】前記デジタル伝送信号は直交変調信号であり、前記デジタル伝送信号を直交復調する第3ステップを含み、前記第1ステップは前記第3ステップで復調された位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号の各々をA/D変換し、そのA/D変換されたデジタル信号の符号を判定する第11ステップを含み、前記第2ステップは前記符号判定部で符号判定されたデジタル信号をシリアルデータに変換する第23ステップと、この第23ステップにてシリアルデータに変換された前記既知信号を送信時の前記既知信号と比較する第24ステップと、この第24ステップでの比較結果に基づき前記ベースバンド信号の位相をシフトさせる第25ステップとを含むことを特徴とする請求項15

記載の復調方法。

【請求項18】 前記第23ステップでシリアルデータに変換された信号から前記既知信号を除去して情報データを得る第4ステップをさらに含むことを特徴とする請求項17記載の復調方法。

【請求項19】 前記第2ステップは前記第21及び第24ステップでの比較結果に基づき前記デジタル伝送信号の位相をシフトさせることを特徴とする請求項16乃至18いずれかに記載の復調方法。

【請求項20】 前記第2ステップは異なる位相シフト量をN（Nは2以上の整数）回出力し、各々の位相シフト量に対するN回の前記既知信号の比較結果に基づきシフトすべき位相量を検出することを特徴とする請求項15乃至19いずれかに記載の復調方法。

【請求項21】 前記第2ステップは送信時の前記既知信号と前記第1ステップでデジタル変換後の前記既知信号との相関値が最も高くなる位相に位相シフトすることを特徴とする請求項20記載の復調方法。

【請求項22】 前記第2ステップは前記N回の比較結果よりシフトすべき位相量を検出するという処理をM（Mは正の整数）回繰り返し、そのM回の最適位相シフト量の平均値を最終的な最適位相シフト量とすることを特徴とする請求項20又は21記載の復調方法。

【請求項23】 前記デジタル伝送信号は情報データと前記既知信号とが時間多重された信号であることを特徴とする請求項15乃至22いずれかに記載の復調方法。

【請求項24】 前記デジタル伝送信号は位相が相互に90度異なる2つのベースバンド信号のうちの一方に情報データが、他方に前記既知信号が割り当てられた信号であることを特徴とする請求項15乃至22いずれかに記載の復調方法。

【請求項25】 デジタル信号を変調する変調方法であって、

前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する第5ステップと、この第5ステップにて既知信号挿入後のデジタル信号を変調する第6ステップとを含むことを特徴とする変調方法。

【請求項26】 前記第6ステップは直交変調することを特徴とする請求項25記載の変調方法。

【請求項27】 前記第5ステップは前記デジタル信号に前記既知信号を時間多重により挿入することを特徴とする請求項25又は26記載の変調方法。

【請求項28】 前記第5ステップは位相が相互に90度異なるよう変調される2つのデジタル信号のうちの一方に情報データを割り当て、他方に前記既知信号を割り当てるなどを特徴とする請求項25又は26記載の変調方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は復調及び変調回路並びに復調及び変調方法に関し、特に携帯電話端末に使用されるデジタル伝送信号の復調及び変調回路並びに復調及び変調方法に関する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

従来、このような復調回路でのA/D（アナログ/デジタル）変換器におけるサンプリングは送受信間の周波数オフセットにより位相シフトを生じ、必ずしも最適サンプリングタイミングでサンプリングできるとは限らなかった。

##### 【0003】

そのため、サンプリングタイミングによっては受信信号のゼロクロス（符号が正から負あるいは負から正に変わる境界点）近辺をサンプリングすることによる符号判定誤りを生じるため著しくその受信特性を損なう場合があった。

##### 【0004】

下式に周波数オフセットによる復調への影響を示す。変調波を

$$s(t) = A(t) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

ただしA(t)は+1又は-1とし、上式変調波の搬送波成分 $\cos [2\pi f_c t]$ を基準信号： $p_i(t)$ として用いると直交復調器出力I成分は

$$\begin{aligned} I(t) &= s(t) \times p_i(t) \\ &= A(t) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)] \times \cos [2\pi f_c t] \end{aligned}$$

$= (A(t)/2) \times [\cos(4\pi f_c t + \phi(t)) + \cos\phi(t)]$   
となる。

## 【0005】

右辺第2項  $\cos(4\pi f_c t + \phi(t))$  を LPF によりカットすれば

$$I(t) = (A(t)/2) \times \cos\phi(t)$$

となり、PSK変調波の I 成分位相情報を得られる。

同様に、基準信号:  $p_q(t)$  として位相を  $\pi/2$  進ませた

$- \sin[2\pi f_c t]$  を用いると、PSK変調波の Q 成分位相情報を得られる

$$\begin{aligned} Q(t) &= A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \\ &\times (-\sin[2\pi f_c t]) = (A(t)/2) \times \cos\phi(t) \end{aligned}$$

しかし、実際の回路では送受信間の周波数オフセット  $\Delta\theta(t)$  が生じるため  
基準信号は各々

$$p_i(t) = \cos[2\pi f_c t + \Delta\theta(t)]$$

$$p_q(t) = -\sin[2\pi f_c t + \Delta\theta(t)]$$

となり、直交復調出力は上式基準信号と変調波を乗じ、高周波成分を LPF によりカットすれば、

$$\begin{aligned} I(t) &= A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \\ &\times \cos[2\pi f_c t + \Delta\theta(t)] \\ &= (A(t)/2) \times \cos(\phi(t) - \Delta\theta(t)) \\ Q(t) &= A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \\ &\times -\sin[2\pi f_c t + \Delta\theta(t)] \\ &= (A(t)/2) \times \cos(\phi(t) - \Delta\theta(t)) \end{aligned}$$

となり、直交復調出力に周波数オフセットの影響が現れる。それにより A/D 変換器入力信号の位相がシフトし、所望のサンプリングタイミングからずれしていく

## 【0006】

この種の従来技術の一例が（1）特開平8-223132号公報、（2）特開平10-260653号公報及び（3）特許第2570126号公報（以下、夫

々先行技術1乃至3という)に記載されている。

#### 【0007】

先行技術1は送信信号にパイロット信号を挿入し、そのパイロット信号の送信周波数 $k$ と受信周波数 $k'$ とに基づき、周波数ずれ $\Delta k$ とサンプリングタイミングの同期ずれ $\delta$ を求め、そのずれがともに0となるようにサンプリングタイミング周期と周波数変換器の発信周波数とを制御する、というものである。

#### 【0008】

先行技術2はサンプリングクロックの遅延量を制御することにより、入力映像信号S1のサンプリングクロック信号の位相を入力映像信号S1に適した位相に制御する、というものである。

#### 【0009】

先行技術3は復調ベースバンド信号からクロック信号成分を抽出し、そのクロック信号成分に同期した信号を発生してサンプリングクロックとして出力する、というものである。

#### 【0010】

このように、先行技術1乃至3ではサンプリング周波数を制御することにより、A/D変換器入力信号の位相がシフトし、所望のサンプリングタイミングからずれていくという課題を解決していた。

#### 【0011】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかし、符号判定誤りを減少させるためA/D変換器におけるサンプリング周波数を高くするとその周波数に比例した消費電力増加に繋がる。

#### 【0012】

しかし、現在の携帯電話端末のように通信端末の小型化・長時間使用が望まれている中で消費電力増大は問題である。

#### 【0013】

そこで本発明の目的は、消費電力の低減を図りつつサンプリングタイミングの最適化を図ることが可能な復調回路及び復調方法を提供することにある。

#### 【0014】

【課題を解決するための手段】

前記課題を解決するために本発明による第1の発明は、デジタル伝送信号を復調する復調回路であって、前記デジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記回路は前記デジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA/D変換するA/D変換手段と、このA/D変換手段でデジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記デジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる位相シフト手段を含むことを特徴とする。

【0015】

又、本発明による第2の発明は、デジタル信号を変調する変調回路であって、その回路は前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する既知信号挿入手段と、この既知信号挿入後のデジタル信号を変調する変調手段とを含むことを特徴とする。

【0016】

又、本発明による第3の発明は、デジタル伝送信号を復調する復調方法であって、前記デジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記方法は前記デジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA/D変換する第1ステップと、この第1ステップでデジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記デジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる第2ステップとを含むことを特徴とする。

【0017】

又、本発明による第4の発明は、デジタル信号を変調する変調方法であって、その方法は前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する第5ステップと、この第5ステップにて既知信号挿入後のデジタル信号を変調する第6ステップとを含むことを特徴とする。

【0018】

第1の発明乃至第4の発明によれば、送信側でデジタル信号に予め既知信号を挿入して送信し、受信側でそのデジタル伝送信号を受信し、A/D変換手段に入力されるそのデジタル伝送信号の位相を位相シフト手段で所定量位相シフ

トさせることにより、送受信間の周波数オフセットにより生じるサンプリングタイミングのずれを減少させる。

#### 【0019】

即ち、サンプリング周波数を上げることなくサンプリングタイミングの最適化を図ることができるため、消費電力の低減が可能となる。

#### 【0020】

又、サンプリングタイミングの最適化により受信品質を良好に保持することも可能となる。

#### 【0021】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について添付図面を参照しながら説明する。本発明におけるディジタル伝送信号は直交変調された信号である。

#### 【0022】

まず、第1の実施の形態について説明する。図1は第1の実施の形態の構成図である。第1の実施の形態は復調回路51に関するものである。

#### 【0023】

図1を参照して、復調回路51はアンテナ21と、このアンテナ21からの信号を受信する高周波受信部1と、この高周波受信部1からの信号を直交復調する直交復調部(ODEM; Orthogonal DEModulator)2と、この直交復調部2からの信号を位相シフトする位相シフト器3、4と、この位相シフト器3、4からの信号の低域を通過させるローパスフィルタ(LPF)5、6と、このローパスフィルタ5、6からの信号をA/D変換するA/D変換器7、8と、このA/D変換器7、8からの信号の所定周波数域を通過させるディジタルフィルタ9、10と、このディジタルフィルタ9、10からの信号の符号判定を行う符号判定部11と、この符号判定部11からの並列信号を直列信号に変換するパラレル/シリアル(P/S)変換器12と、このパラレル/シリアル(P/S)変換器12からの信号を受信データ処理する受信データ処理部13と、この受信データ処理部13からの信号を位相シフト制御する位相シフト制御部14と、送信時の既知信号が予め格納されている記憶部16と、符号判定部11

からの並列信号から既知信号を取り出し記憶部16格納されている送信時の既知信号と比較する比較部15とを含んで構成されている。

#### 【0024】

詳細については後述するが、本発明では送信データ内に既知信号を挿入しておき、符号判定部11による既知信号符号判定結果と送信既知信号を比較した結果を位相シフト制御部14に入力し、比較結果に基づきA/D変換器7, 8に入力される信号の位相をシフトする。

#### 【0025】

図8は次に、図8を参照しつつ復調回路51の動作について説明する。受信波はアンテナ21及び高周波受信部1を経由して、直交復調器2にてベースバンド信号が取り出される(S1)。次に、直交復調部2の出力であるI成分およびQ成分は各々位相シフト器3及び4を通過し、ローパスフィルタ5及び6にて不要成分を除去したのち、A/D変換器7及び8にてA/D変換される。A/D変換出力は符号間干渉を防ぐためデジタルフィルタ9及び10により適切な波形整形を施され、符号判定部11に入力される(S2)。符号判定出力はP/S(パラレル/シリアル)変換器12によってシリアルデータとなり、受信データ処理部13により所望の復調出力信号を取り出す。

#### 【0026】

一方、比較部15は符号判定部11の出力から既知信号を取り出し、その既知信号を記憶部16に記憶された既知信号と比較する(S3)。位相シフト制御部14は比較部15での比較結果に基づき位相シフト器3, 4にベースバンド信号の位相をシフトさせる(S4)。

#### 【0027】

次に、送信データ内に挿入される既知信号の挿入方法について説明する。図3及び図4は送信データ内に挿入される既知信号の挿入方法を示す模式説明図である。送信データ内に既知信号を挿入する方法は2種類ある。図3は第1の方法、図4は第2の方法を示している。

#### 【0028】

まず、第1の既知信号挿入方法について説明する。図3を参照して、第1の既

知信号挿入方法は既知データシンボル31と情報データシンボル32とを時間多重するものである。この時間多重されたディジタル伝送信号が直交復調部2に入力される。

## 【0029】

次に、第2の既知信号挿入方法について説明する。図4を参照して、Iチャネルに情報データシンボル32を割当て、Qチャネルに既知データシンボル31を割当てる。そしてこれらIチャネル及びQチャネルを多重する。なお、Qチャネルに情報データシンボル32を割当て、Iチャネルに既知データシンボル31を割当ててもよい。

## 【0030】

次に、比較部15での比較方法について説明する。図5は比較部15での比較方法を示すフローチャートである。図5を参照して、まず比較部15である比較結果が出力されると位相シフト制御部14はその比較結果に基づく位相シフト量を位相シフト器3及び4に出力する(S11)。位相シフト器3及び4はその位相シフト量だけベースバンド信号の位相をシフトさせる。その位相シフト後のベースバンド信号はローパスフィルタ5、6を介してA/D変換器7、8に入力されA/D変換される(S12)。

## 【0031】

A/D変換後の信号はディジタルフィルタ9、10を介して符号判定部11に入力され符号判定される。比較部15は符号判定部11から既知信号を取り出し、記憶部16に記憶された送信時の既知信号と比較する(S13)。その比較結果は位相シフト制御部14内の不図示の格納部に格納される。

## 【0032】

比較部15はN(Nは2以上の整数)回比較したか否かを調べ(S14)、N回に達していない場合はS11からS13までを繰り返す。N回に達したならば、次にN個の比較結果より最適位相シフト量を検出する(S15)。この最適位相シフト量も位相シフト制御部14内の不図示の格納部に格納される。

## 【0033】

次に、この最適位相シフト量の検出をM(Mは正の整数)回行ったか否かを調

ベ(S16)、M回に達していない場合はS11からS15までを繰り返す。M回に達したならば、次にM回平均最適位相シフト量を検出する(S17)。次に、位相シフト制御部14はそのM回平均最適位相シフト量に位相シフト器3及び4を制御する(S18)。

#### 【0034】

次に、S15の「最適位相シフト量」とはいかなる量であるかについて説明する。比較部15は送信時の既知データ列と受信時の既知データ列との相関値を求ることでこれを比較結果とする。

#### 【0035】

いま、一例として送信時の既知データ列を”+1+1-1+1-1-1+1+1”(8ビット列データ)とする。これを受信側で受信し、符号判定部11で判定した結果も同じ”+1+1-1+1-1-1+1+1”であれば、比較部15はデータ数で正規化した相関値として”1”を得る。

#### 【0036】

一方、符号判定部11で判定した結果が”-1+1-1+1-1-1+1-1”(2ビットエラー)であるとすると、 $4/8 = 0.5$ という相関値が得られる。即ち、最新の位相シフト量に対する相関値が0.5であるということになる。即ち、相関値が1に近づくほどエラーが少なくなる。

#### 【0037】

次に、2ビットエラーの場合の相関値がなぜ0.5になるかについて説明する。送信時のデータが”+1”で受信時のデータも”+1”であればこれらの積は”+1”である。同様に、送信時のデータが”-1”で受信時のデータも”-1”であればこれらの積も”+1”である。即ち、積が”+1”であればビットエラーは生じていないと判定できる。

#### 【0038】

一方、送信時のデータが”+1”で受信時のデータが”-1”であればこれらの積は”-1”である。同様に、送信時のデータが”-1”で受信時のデータが”+1”であればこれらの積も”-1”である。即ち、積が”-1”であればビットエラーが生じていると判定できる。

## 【0039】

従って、このビットエラーが2箇所あれば積”-1”が2つ出る。正しいビットが6ビット(+6)、エラービットが2ビット(-2)、全ビット数が8ビットなので、 $6 - 2 = 4$ となる。この4が前述の相関値の分子、全ビット数の8が前述の相関値の分母を示す。同様に、ビットエラーが2以外の場合も同様に説明できる。

## 【0040】

位相シフト制御部14より出力される位相量(サンプリングタイミング位相差)と相関値との関係を図6に示す。同図は位相差 $\theta_1$ に対する相関値が $r_1$ であり、…、位相差 $\theta_N$ に対する相関値が $r_N$ であることを示している。

## 【0041】

S1.5では相関値 $r_1 \sim r_N$ から最大値を求める。そしてその最大値に対する位相差を最適位相シフト量とするのである。

## 【0042】

次に、第2の実施の形態について説明する。図2は第2の実施の形態の構成図である。第2の実施の形態は復調回路52に関するものである。なお、第1の実施の形態(図1)と同様の構成部分については同一番号を付し、その説明を省略する。

## 【0043】

図2を参照して、第2の実施の形態が第1の実施の形態と異なる点は比較部17をP/S変換器12の出力側に接続した点である。

## 【0044】

図9及び図10は第2の実施の形態の動作を示すフローチャートである。なお、第1の実施の形態のフローチャート(図8)と同様のフロー部分については同一番号を付し、その説明を省略する。次に、図9及び図10を参照しつつ復調回路52の動作について説明する。

## 【0045】

A/D変換出力は符号判定部11に送られ、ここで符号判定された後P/S変換器12に送られパラレルデータからシリアルデータに変換される(S5)。次

に、比較部17はシリアルデータに変換されたデータから既知データを取り出し記憶部16に記憶された送信時の既知データと比較する(S3)。

## 【0046】

又、S3と並行してシリアルデータに変換されたデータは受信データ処理部13に送られ、ここで既知信号が除去され(S6)、情報データのみが出力される。その他の動作は第1の実施の形態と同様である。

## 【0047】

なお、比較部17と記憶部16とを受信データ処理部13と別個に設けたが、これらを一括して受信データ処理部18とすることも可能である。

## 【0048】

次に、第3の実施の形態について説明する。図7は本発明に係る復調回路の第3の実施の形態の構成図である。第3の実施の形態は復調回路53に関するものである。なお、第1及び第2の実施の形態(図1及び図2)と同様の構成部分については同一番号を付し、その説明を省略する。

## 【0049】

図7を参照して、第3の実施の形態が第1及び第2の実施の形態と異なる点は位相シフト器35を高周波受信部1と直交復調部2間に接続した点である。このようにすることにより位相シフト器35は1個で足りることになる。

## 【0050】

図11は第3の実施の形態の動作を示すフローチャートである。次に、第3の実施の形態の動作について図11を参照しながら説明する。まず、第1の実施の形態をベースにした動作から説明する。図11とともに図8を参照して、比較部15で既知信号同士を比較した(S3)後、位相シフト制御部14はその比較結果に基づく位相シフト量を位相シフト器35に出力し、位相シフト器35に高周波受信部1の出力であるディジタル伝送信号の位相をシフトさせる(S7)。

## 【0051】

次に、第2の実施の形態をベースにした動作について説明する。図11とともに図9を参照して、比較部17で既知信号同士を比較した(S3)後、位相シフト制御部14はその比較結果に基づく位相シフト量を位相シフト器35に出力し

、位相シフト器35に高周波受信部1の出力であるデジタル伝送信号の位相をシフトさせる(S7)。

#### 【0052】

次に、第4の実施の形態について説明する。図12は第4の実施の形態の構成図である。第4の実施の形態は変調回路61に関するものである。図12を参照して、変調回路61は時間多重部62と、シリアル／パラレル(S/P)変換器63と、直交変調部64(64a及び64b)とを含んで構成される。

#### 【0053】

図14は第4の実施の形態の動作を示すフローチャートである。図14を参照しつつ変調回路61の動作について説明する。まず、時間多重部62にて情報データ30は複数の情報データ32に分割され、既知データ31と時間多重される(S21)。即ち、情報データ32と既知データ31とが交互に時系列に出力される。次に、その時間多重データはS/P変換器63でパラレルデータに変換された後、各々のデータは直交変調部64a及び64bで直交変調される(S22)。そして、この直交変調されたデジタル伝送データが受信側の復調器51乃至53で受信される。

#### 【0054】

次に、第5の実施の形態について説明する。図13は第5の実施の形態の構成図である。第5の実施の形態は変調回路65に関するものである。なお、第4の実施の形態(図12)と同様の構成部分には同一番号を付し、その説明を省略する。

#### 【0055】

図13を参照して、変調回路65は直交変調部64a及び64bを含んで構成される。

#### 【0056】

図15は第5の実施の形態の動作を示すフローチャートである。図15を参照しつつ変調回路65の動作について説明する。まず、Iチャネルに情報データ32が、Qチャネルに既知データ31が割当てられ(S31)、次に直交変調部64a及び64bにて情報データ32と既知データ31とが直交変調される(S3

2)。そして、この直交変調されたデジタル伝送データが受信側の復調器51乃至53で受信される。

【0057】

【発明の効果】

本発明による第1の発明によれば、デジタル伝送信号を復調する復調回路であって、前記デジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記回路は前記デジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA/D変換するA/D変換手段と、このA/D変換手段でデジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記デジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる位相シフト手段を含むため、消費電力の低減を図りつつサンプリングタイミングの最適化を図ることが可能となる。

【0058】

又、本発明による第2の発明によれば、デジタル信号を変調する変調回路であって、その回路は前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する既知信号挿入手段と、この既知信号挿入後のデジタル信号を変調する変調手段とを含むため、第1の発明と同様の効果を奏する。

【0059】

又、本発明による第3の発明によれば、デジタル伝送信号を復調する復調方法であって、前記デジタル伝送信号には送信時に予め既知信号が挿入されており、前記方法は前記デジタル伝送信号を復調して得られるベースバンド信号をA/D変換する第1ステップと、この第1ステップでデジタル変換後の前記既知信号と送信時の前記既知信号とに基づき前記デジタル伝送信号又はベースバンド信号の位相をシフトさせる第2ステップとを含むため、第1の発明と同様の効果を奏する。

【0060】

又、本発明による第4の発明によれば、デジタル信号を変調する変調方法であって、その方法は前記デジタル信号に予め既知信号を挿入する第5ステップと、この第5ステップにて既知信号挿入後のデジタル信号を変調する第6ステップとを含むため、第1の発明と同様の効果を奏する。

【0061】

その理由は、A/D変換器入力信号の位相をシフトさせることによりサンプリング周波数は低く保ったままタイミングの最適化を行うため、周波数に比例して増大する消費電力を低減させることができるからである。

【0062】

さらに、符号判定誤りを低減させ、良好な受信特性を得ることができるという効果も奏する。その理由は位相シフト制御部および位相シフト器によってA/D変換器のサンプリングタイミングを最適に保つことができるからである。

【図面の簡単な説明】

【図1】

第1の実施の形態の構成図である。

【図2】

第2の実施の形態の構成図である。

【図3】

送信データ内に挿入される既知信号の挿入方法を示す模式説明図である。

【図4】

送信データ内に挿入される既知信号の挿入方法を示す模式説明図である。

【図5】

比較部15での比較方法を示すフローチャートである。

【図6】

位相シフト制御部14より出力される位相量と相関値との関係を示す図である

【図7】

本発明に係る復調回路の第3の実施の形態の構成図である。

【図8】

第1の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【図9】

第2の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【図10】

第2の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【図11】

第3の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【図12】

第4の実施の形態の構成図である。

【図13】

第5の実施の形態の構成図である。

【図14】

第4の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【図15】

第5の実施の形態の動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

2 直交復調部

3, 4, 35 位相シフト器

7, 8 A/D変換器

11 符号判定部

12 パラレル/シリアル変換器

13, 18 受信データ処理部

14 位相シフト制御部

15, 17 比較部

16 記憶部

51~53 復調回路

62 時間多重部

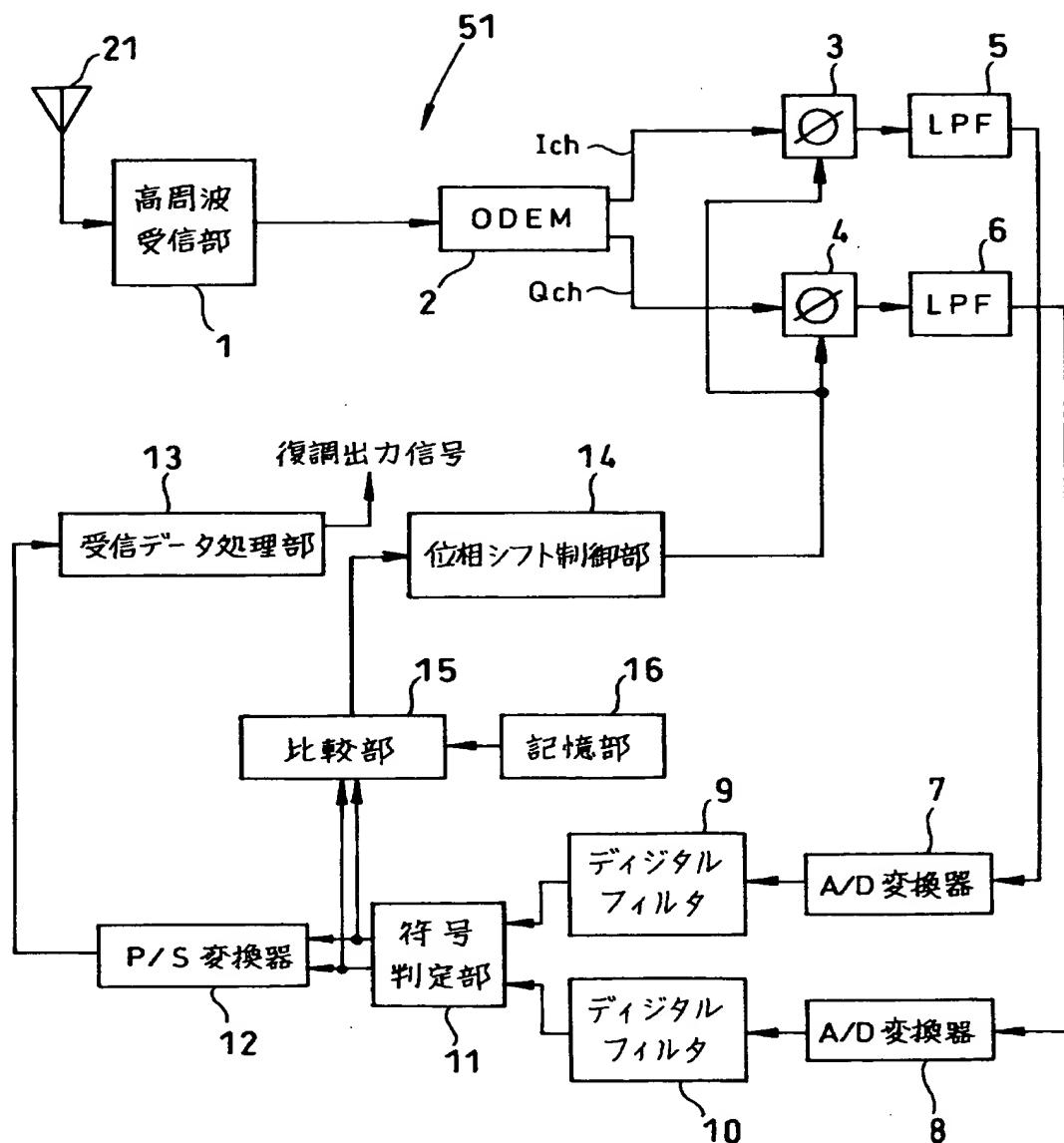
63 シリアル/パラレル変換器

64 直交変調部

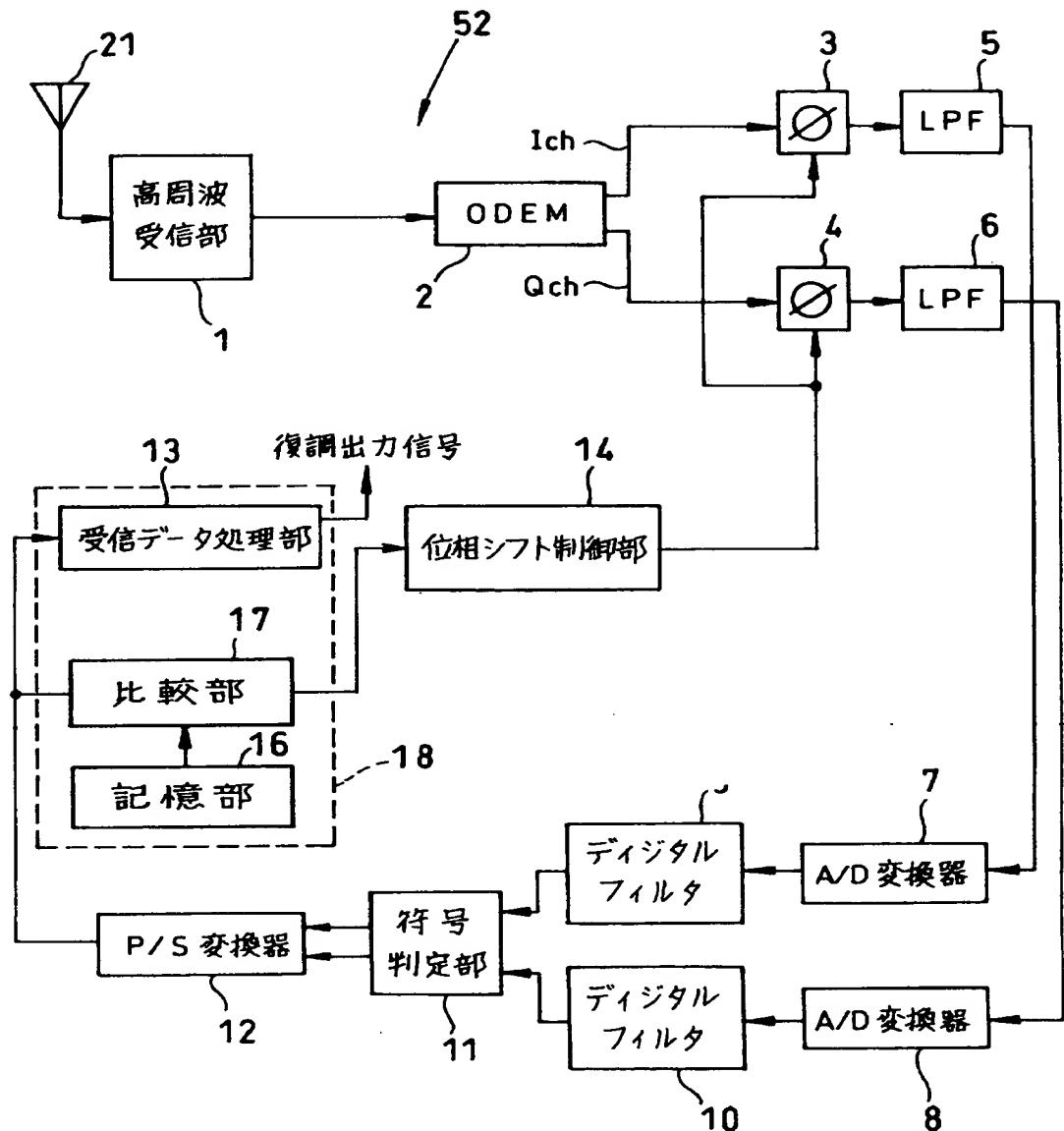
61, 65 變調回路

【書類名】 図面

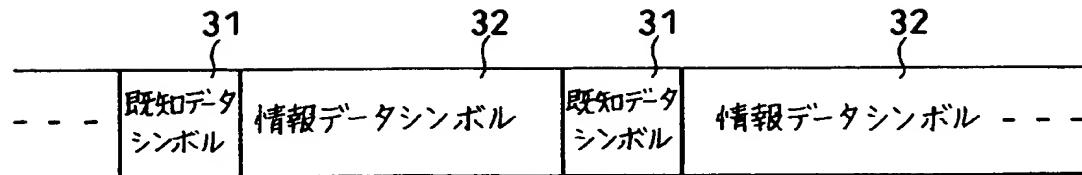
【図1】



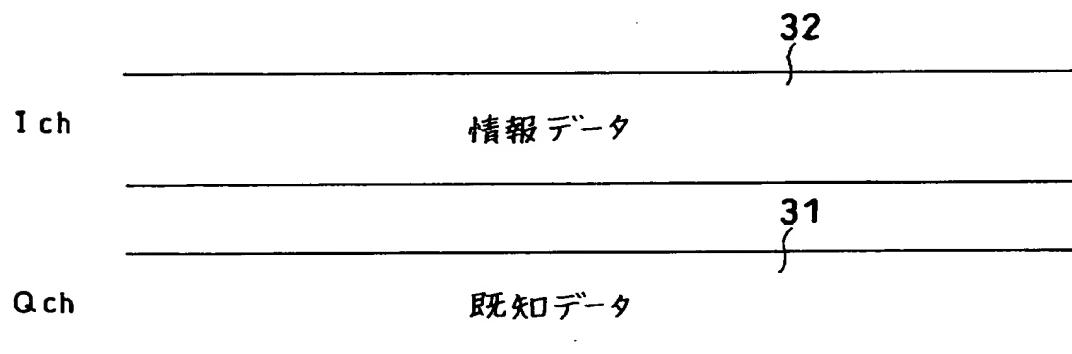
【図2】



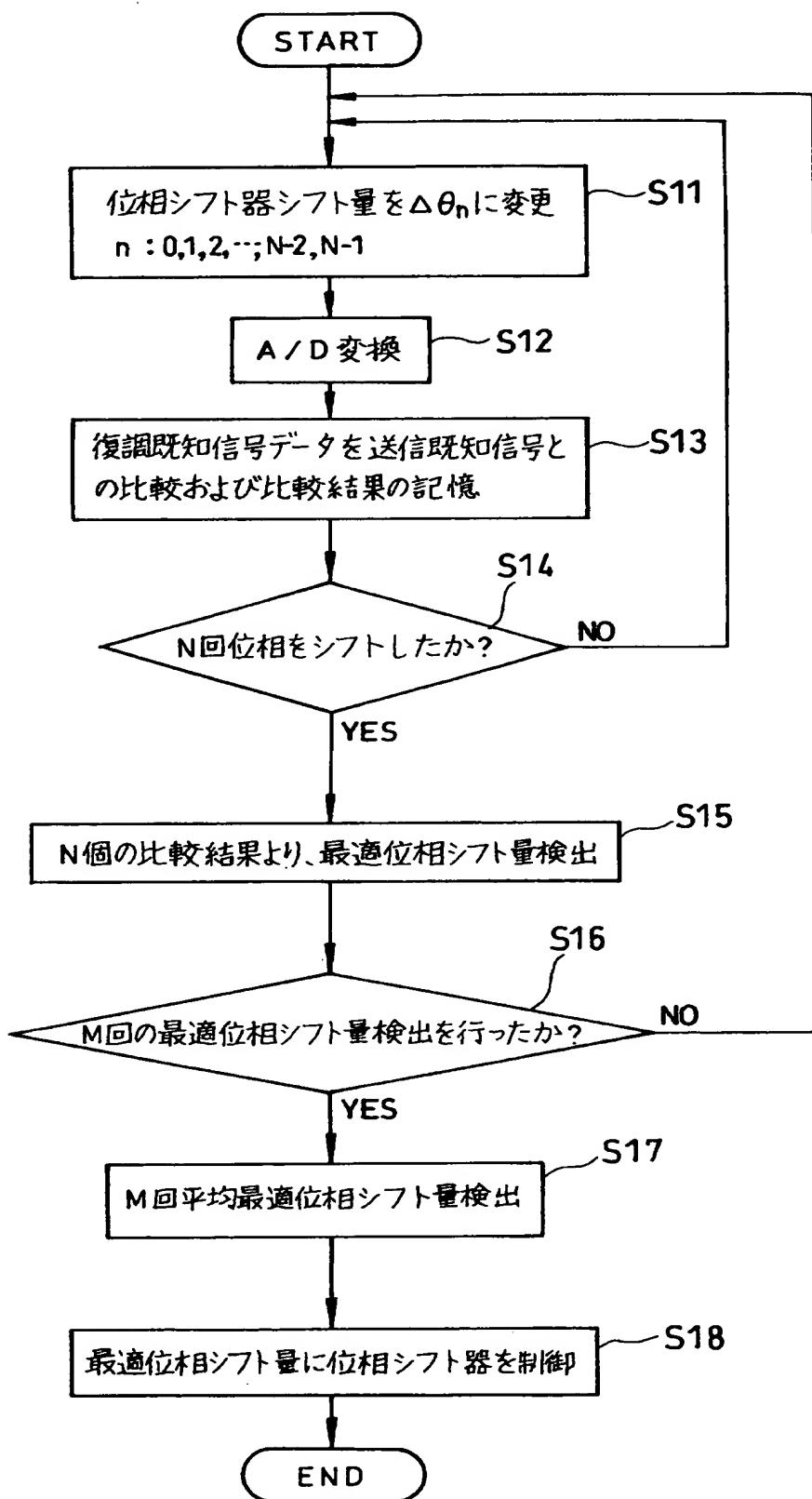
【図3】



【図4】



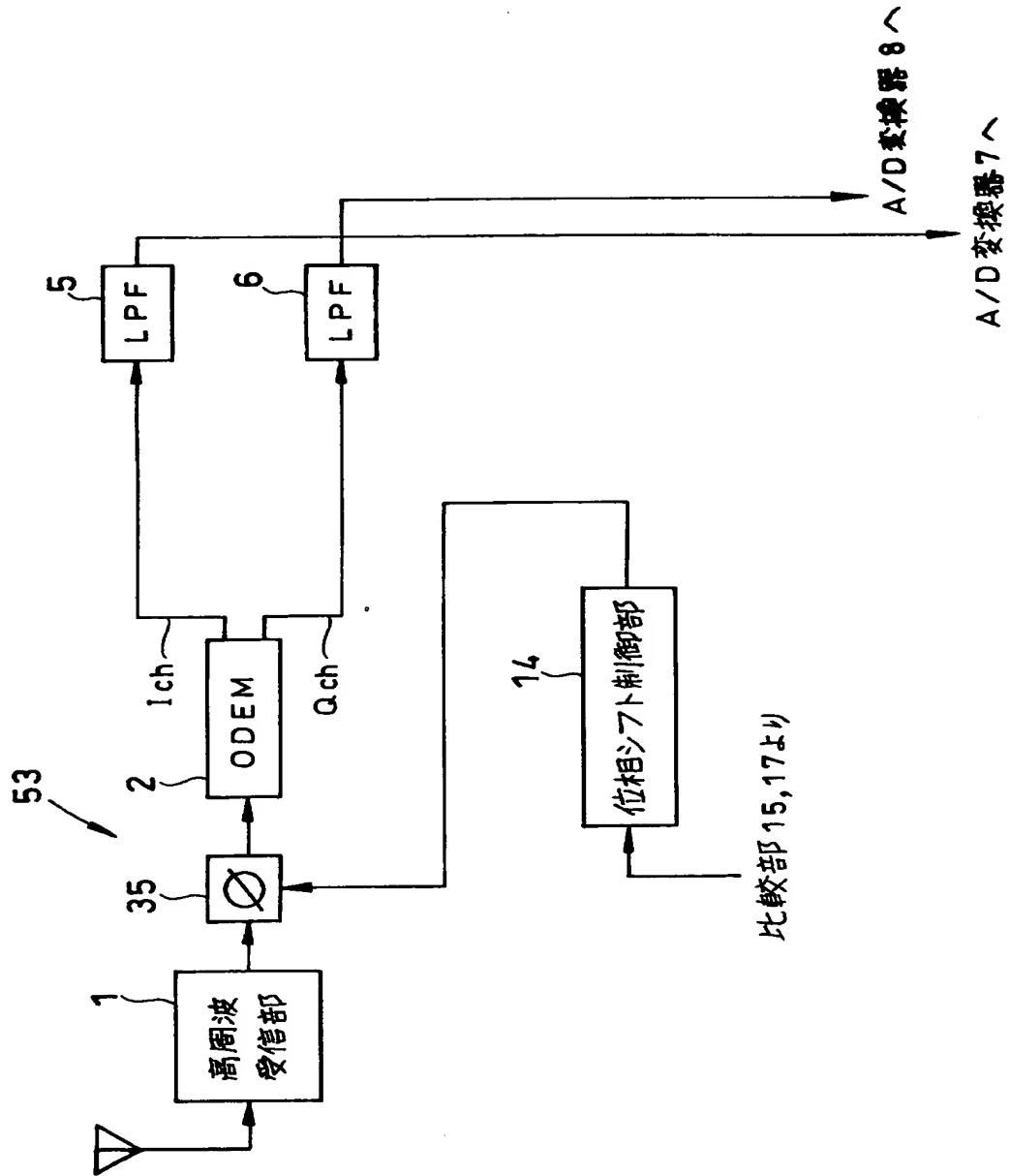
【図5】



【図6】

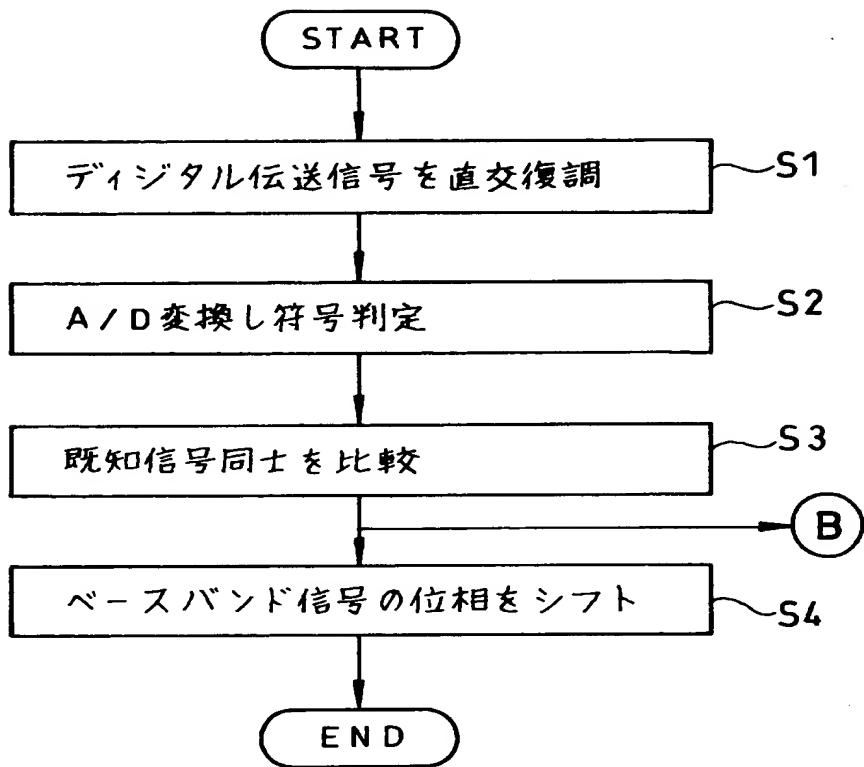
サンプリングタイミング位相差	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	---	$\theta_{N-2}$	$\theta_{N-1}$	$\theta_N$
相関値	$r_1$	$r_2$	$r_3$	---	$r_{N-2}$	$r_{N-1}$	$r_N$

【図7】

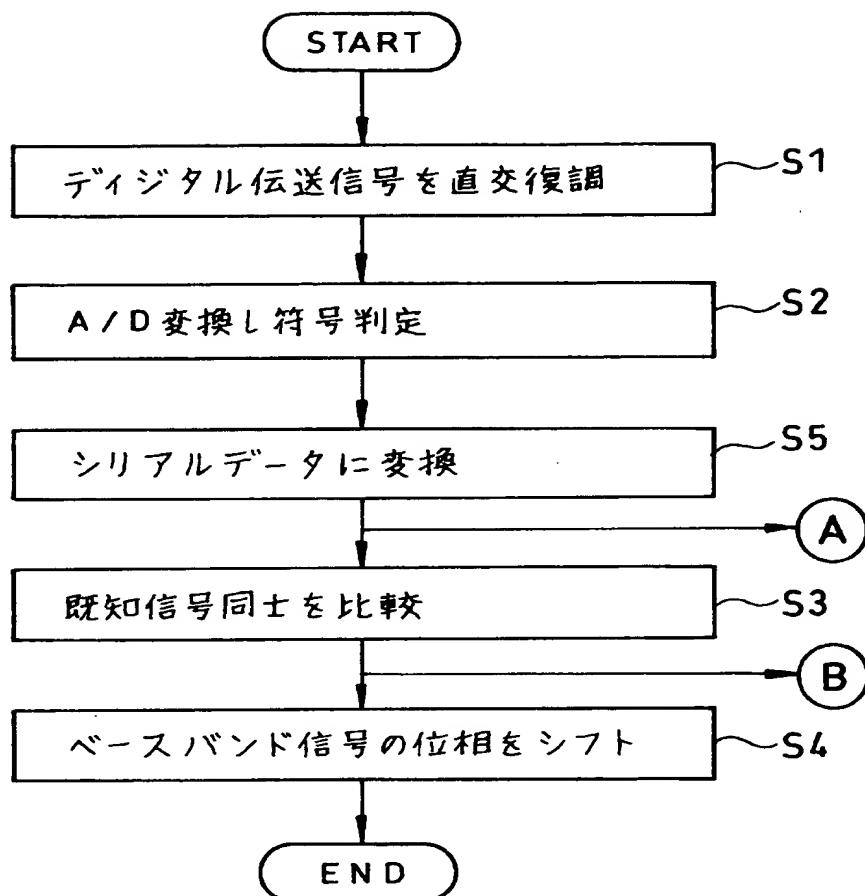


比較部15,17より

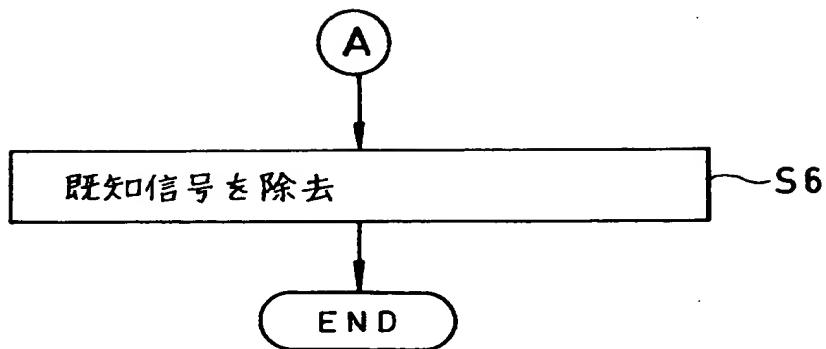
【図8】



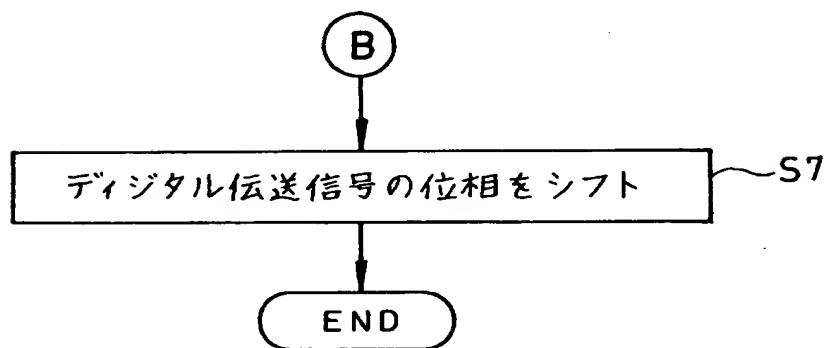
【図9】



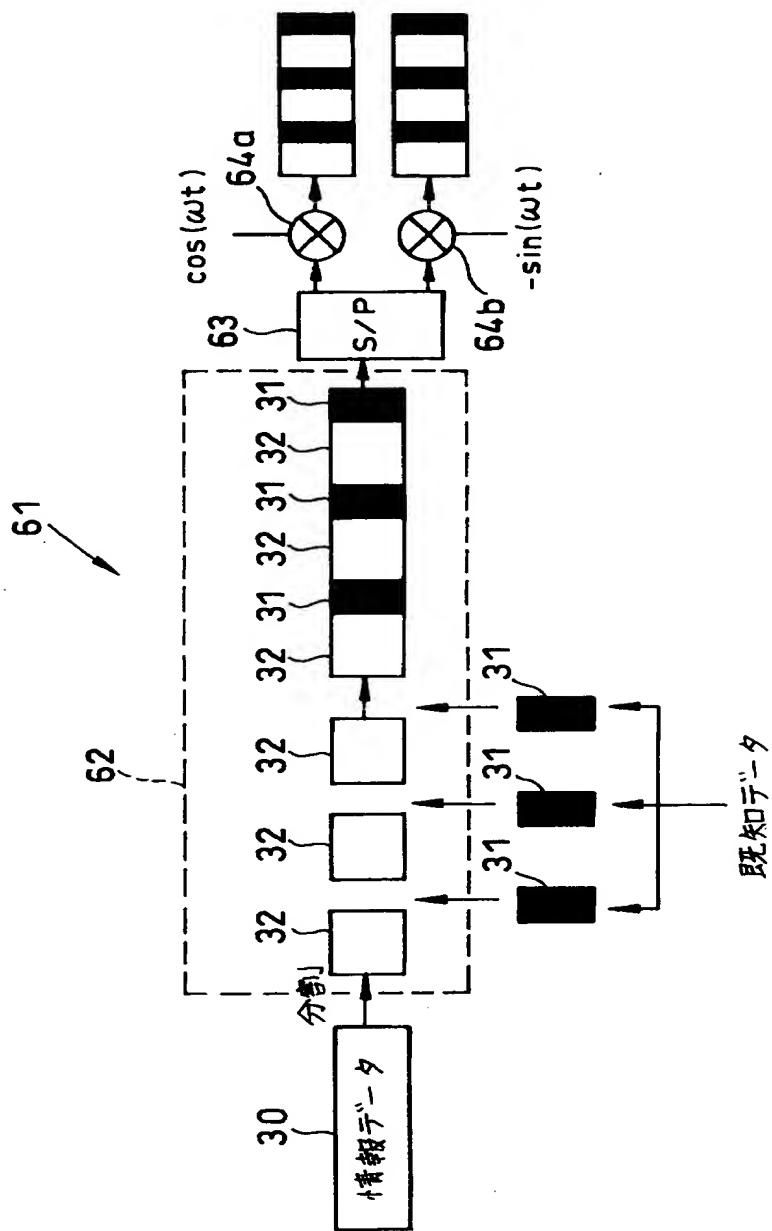
【図10】



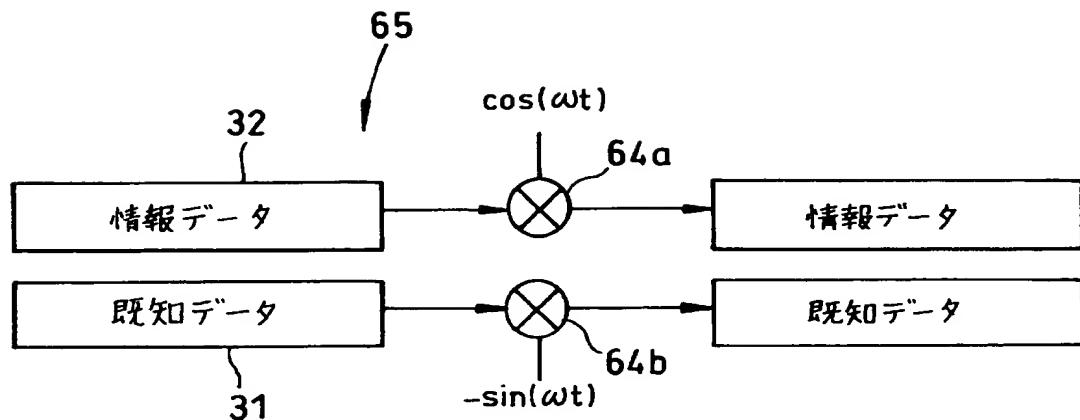
【図11】



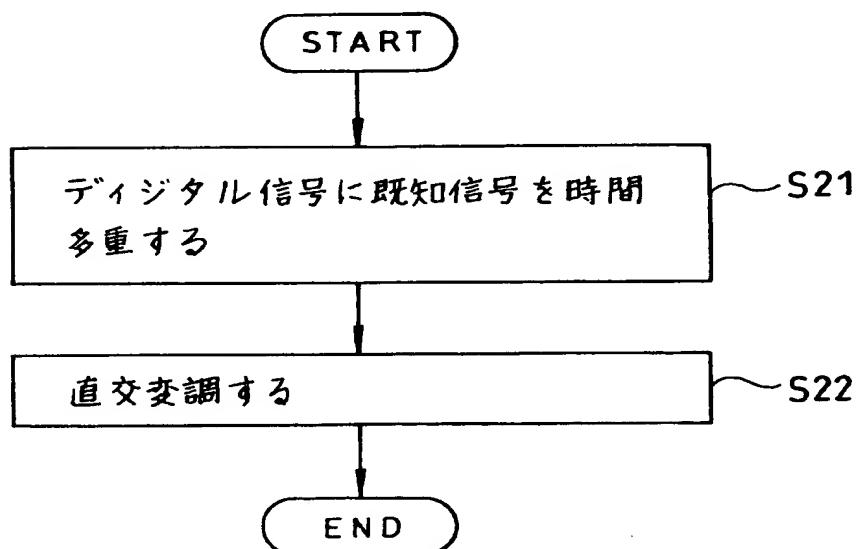
【図12】



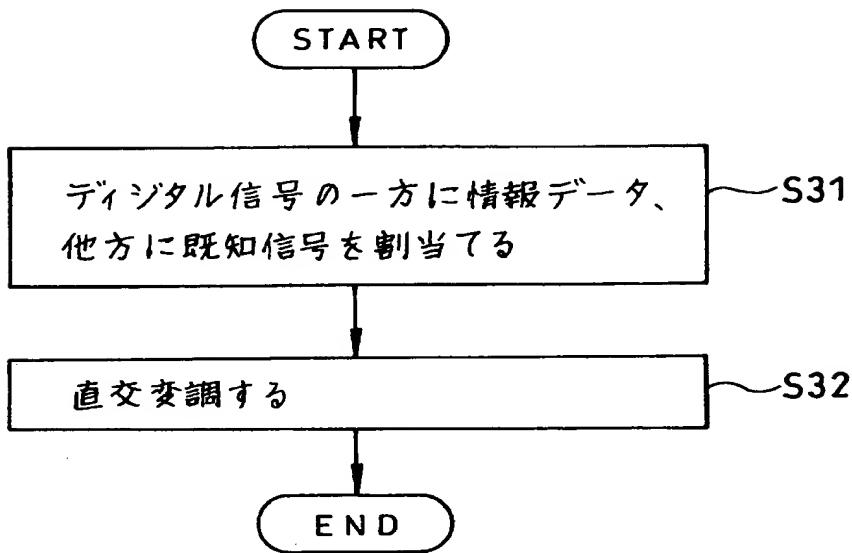
【図13】



【図14】



【図15】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 消費電力の低減を図りつつサンプリングタイミングの最適化を図ること。

【解決手段】 送信データに既知信号を予め挿入しておき、この信号を受信部1で受信しさらにA／D変換器7，8でデジタルデータに変換する。比較部15はこのデジタルデータより既知信号を取り出し記憶部16に記憶されている送信時の既知データと比較する。その比較結果に基づき位相シフト制御部14が位相シフト器3，4を制御して受信信号の位相をA／D変換に適した位相に制御する。サンプリング周波数を低く保ったままサンプリングタイミングの最適化を行うため消費電力は低減する。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日 1990年 8月29日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都港区芝五丁目7番1号

氏 名 日本電気株式会社